

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **2004-064909**

(43)Date of publication of application : **26.02.2004**

(51)Int.Cl.

H02P 6/10
H02P 21/00

(21)Application number : **2002-220933**

(71)Applicant : **NISSAN MOTOR CO LTD**

(22)Date of filing : **30.07.2002**

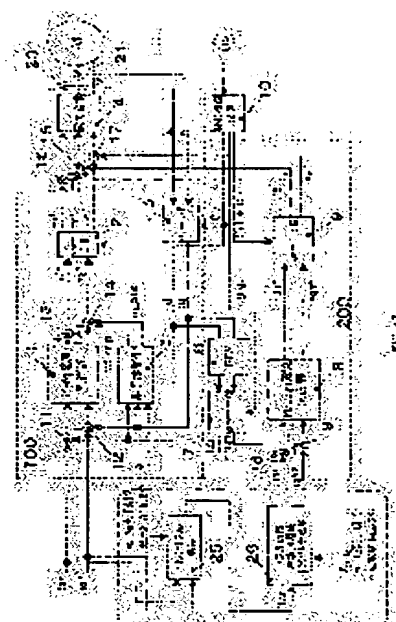
(72)Inventor : **YOSHIMOTO KANTARO**

(54) MOTOR CONTROL DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a motor control device that reduces a torque ripple.

SOLUTION: The torque ripple arising from the harmonic content of armature interlinkage magnetic flux formed by a fundamental wave in a dq-coordinate system and a permanent magnet is operated by a torque-ripple operation means 25. A torque-ripple reducing harmonic current command value generator 25 operates a harmonic current command value that generates torque having a phase reverse to the torque ripple operated by the torque ripple operation means 25. In a harmonic current control circuit 200, the torque ripple of a motor M is reduced by controlling a harmonic current based on the harmonic current command value.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

23.02.2005

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Best Available Copy

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-64909

(P2004-64909A)

(43) 公開日 平成16年2月26日(2004.2.26)

(51) Int. Cl. 7

F 1

テーマコード (参考)

H02P 6/10

H02P 6/02 351G

5H560

H02P 21/00

H02P 5/408 C

5H576

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2002-220933 (P2002-220933)

(22) 出願日 平成14年7月30日 (2002.7.30)

(71) 出願人 000003997

日産自動車株式会社

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(74) 代理人 100084412

弁理士 永井 冬紀

(72) 発明者 吉本 賢太郎

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

Fターム(参考) 5H560 BB04 BB17 DA07 DC03 DC12

GG01 RR01 SS02 UA06 XA02

XA13

5H576 BB04 CC01 DD02 DD07 EE01

GG04 HA04 JJ01 JJ25 LL22

LL38 LL41

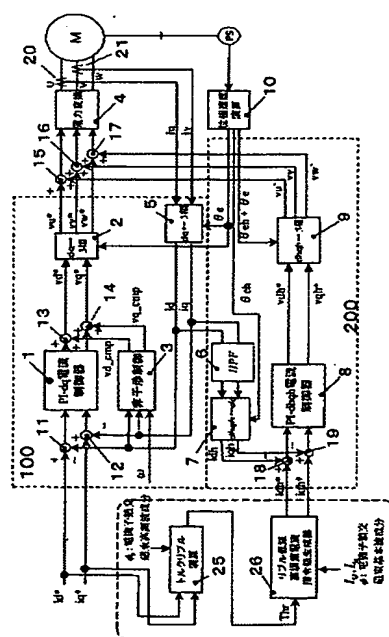
(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】 モータのトルクリプルを低減する。

【解決手段】 トルクリプル演算手段25により、d q座標系における基本波電流と永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分に起因するトルクリプルを演算する。トルクリプル低減高調波電流指令値生成器26は、トルクリプル演算手段25で演算されたトルクリプルと逆位相のトルクを生じさせる高調波電流指令値を演算する。高調波電流制御回路200にて、この高調波電流指令値に基づいて、高調波電流を制御することにより、モータMのトルクリプルを低減することができる。

【選択図】 図4



【図4】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

永久磁石同期モータの回転に同期して回転する d 軸および q 軸から成る直交座標系（以下、d q 座標系と呼ぶ）において前記モータの基本波電流を基本波電流指令値に基づいて制御する基本波電流制御手段と、

前記モータに流れる電流の基本波成分の周波数の整数倍の周波数で回転する d h 軸および q h 軸から成る直交座標系（以下、d h q h 座標系と呼ぶ）において前記モータの高調波電流を高調波電流指令値に基づいて制御する高調波電流制御手段と、

前記 d q 座標系における基本波電流、前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の基本波成分および高調波成分、前記モータの d 軸インダクタンスの基本波成分および q 軸インダクタンスの基本波成分のうちの全てまたは一部に基づいて、前記モータのトルクリプルを低減する高調波電流指令値を演算する高調波電流指令値演算手段とを備えることを特徴とするモータ制御装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、

前記高調波電流指令値演算手段は、前記 d q 座標系における基本波電流と、前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分とに基づいて、前記 d q 座標系における基本波電流と前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分とに起因するトルクリプルを演算するトルクリプル演算手段を備え、前記トルクリプル演算手段により演算されたトルクリプルと逆位相のトルクを生じさせる高調波電流指令値を演算することを特徴とするモータ制御装置。

20

【請求項 3】

請求項 2 に記載のモータ制御装置において、

前記高調波電流指令値演算手段は、前記 d q 座標系における基本波電流と、前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の基本波成分および高調波成分と、前記モータの d 軸インダクタンスの基本波成分および q 軸インダクタンスの基本波成分とに基づいて、前記トルクリプル演算手段により演算されたトルクリプルと逆位相のトルクを生じさせる高調波電流指令値を演算することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 2 または 3 に記載のモータ制御装置において、

前記トルクリプル演算手段は、前記 d q 座標系における基本波電流と、前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の 5 次成分と 7 次成分とに基づいて、前記 d q 座標系における基本波電流と前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の 5 次成分および 7 次成分とに起因するトルクリプルを演算し、

前記高調波電流指令値演算手段は、前記トルクリプル演算手段により演算されたトルクリプルと逆位相のトルクを生じさせる 5 次高調波電流指令値を演算することを特徴とするモータ制御装置。

30

【請求項 5】

請求項 4 に記載のモータ制御装置において、

前記高調波電流指令値演算手段は、次式 (A) に基づいて 5 次高調波電流指令値 i_{dh5}^* 、 i_{qh5}^* を演算することを特徴とするモータ制御装置。

$$i_{dh5}^* = \frac{-AM_1 - BM_2}{A^2 + B^2}, \quad i_{qh5}^* = \frac{BM_1 - AM_2}{A^2 + B^2} \quad \dots (A)$$

ただし、

$$A = \phi + (L_d - L_q) i_d \quad M_1 = \phi_5 i_d + \phi_7 i_q$$

$$B = (L_d - L_q) i_q \quad M_2 = -\phi_5 i_q + \phi_7 i_d$$

ϕ : 前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の基本波成分、 ϕ_5 : 前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の5次成分、 ϕ_7 : 前記モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の7次成分、 i_d : d軸基本波電流、 i_q : q軸基本波電流

【請求項6】

請求項1～5のいずれかに記載のモータ制御装置において、
前記d q座標系における基本波電流は、前記d q座標系における基本波電流指令値であることを特徴とするモータ制御装置。

10

【請求項7】

請求項1～5のいずれかに記載のモータ制御装置において、
前記d q座標系における基本波電流は、前記モータに流れる実電流を3相／d q座標変換したd軸、q軸成分であることを特徴とするモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、交流モータを駆動制御する装置に関する。

20

【0002】

【従来の技術】

永久磁石モータは、ブラシなどの機械的な磨耗品を必要とせず、小型・高効率であるので、電気自動車の駆動モータ等に幅広く用いられている。理想的な永久磁石モータでは、永久磁石による電機子鎖交磁束は位相に対して正弦波で変化するが、磁束が歪みを持つ場合には、モータに流れる電流を正弦波に制御しただけでは、モータにトルクリプルを生じることになる。

【0003】

トルクリプルを低減するモータ制御装置として、特開2000-324879号公報に開示されているものがある。この従来のモータ制御装置では、トルクリプルを補正するためのd軸、q軸電圧を予め学習しておき、補正する電圧をd軸、q軸の電圧指令値に加算することにより、トルクリプルを低減している。

30

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来のモータ制御装置では、d軸、q軸の電圧指令値に、トルクリプルを補正する学習電圧を加算するだけなので、モータの制御回路に未知の外乱が加わる場合、回路抵抗値が変化する場合、d軸、q軸電流やモータの回転速度が過渡的に変化する場合には、電圧を学習した状態と異なるモータ電流となるためにモータに発生するトルクが変化し、トルクリプルを補正するトルクを発生することができないという問題があった。

【0005】

本発明の目的は、トルクリプルを低減するモータ制御装置を提供することにある。

40

【0006】

【課題を解決するための手段】

本発明によるモータ制御装置は、永久磁石同期モータの回転に同期して回転するd q座標系において、モータの基本波電流を基本波電流指令値に基づいて制御する基本波電流制御手段と、モータに流れる電流の基本波成分の周波数の整数倍の周波数で回転するd h q h座標系において、モータの高調波電流を高調波電流指令値に基づいて制御する高調波電流制御手段と、d q座標系における基本波電流、永久磁石による電機子鎖交磁束の基本波成分および高調波成分、モータのd軸インダクタンスの基本波成分およびq軸インダクタンスの基本波成分のうちの全て、または一部に基づいて、モータのトルクリプルを低減する

50

高調波電流指令値を演算する高調波電流指令値演算手段とを備えることにより、上記目的を達成する。

【0007】

【発明の効果】

本発明によるモータ制御装置によれば、 dq 座標系における基本波電流、モータの永久磁石による電機子鎖交磁束の基本波成分および高調波成分、モータの d 軸インダクタンスの基本波成分および q 軸インダクタンスの基本波成分のうちの全てまたは一部に基づいて、モータのトルクリプルを低減する高調波電流指令値を演算するので、モータの制御回路に外乱が存在する場合や、 d 軸、 q 軸電流やモータの回転速度が変化する場合でも、モータのトルクリプルを低減することができる。

10

【0008】

【発明の実施の形態】

—第1の実施の形態—

図1は、基本波電流制御回路100と高調波電流制御回路200とを備えたモータ制御装置の構成を示す制御ブロック図である。基本波電流制御回路100は、3相同期モータMに流れる電流 i_u 、 i_v 、 i_w の励磁電流成分に対応する d 軸とトルク電流成分に対応する q 軸とからなる直交座標系、すなわち、モータ回転に同期して回転する dq 座標系でモータ電流 i_u 、 i_v 、 i_w の基本波成分を制御する回路である。

【0009】

高調波電流制御回路200は、基本波電流制御回路100のみでモータ電流 i_u 、 i_v 、 i_w を制御した場合に発生する所定次数の高調波成分の周波数で回転する直交座標系（以下、高調波座標系と呼ぶ）でモータ電流 i_u 、 i_v 、 i_w に含まれる高調波成分を制御する回路である。高調波座標系は、換言すれば、モータ電流 i_u 、 i_v 、 i_w の基本波成分の周波数の整数倍の周波数で回転する座標系である。

20

【0010】

基本波電流制御回路100は、PI- dq 電流制御器1、 $dq/3$ 相変換部2、非干渉制御部3、3相/ dq 変換部5、減算器11、12および加算器13、14を備えている。減算器11、12は、 d 軸、 q 軸の実電流 i_d 、 i_q と電流指令値 i_d^* 、 i_q^* との偏差 $(i_d^* - i_d)$ 、 $(i_q^* - i_q)$ をそれぞれ演算する。PI- dq 電流制御器1は、減算器11、12で演算された基本波電流偏差 $(i_d^* - i_d)$ 、 $(i_q^* - i_q)$ をPI（比例・積分）演算することにより、 dq 軸電圧指令値を算出する。

30

【0011】

非干渉制御部3は、 dq 軸座標系における速度起電力を補償して dq 軸電流の応答性を改善するために、 dq 軸座標系の速度起電力を補償するための d 軸補償電圧 V_{d_cmp} と q 軸補償電圧 V_{q_cmp} とを算出する。加算器13、14は、PI- dq 電流制御器1の制御出力と、非干渉制御部3で演算される d 軸補償電圧 V_{d_cmp} 、 q 軸補償電圧 V_{q_cmp} とをそれぞれ加算して、 d 軸と q 軸の基本波電圧指令値 v_d^* 、 v_q^* を算出する。 $dq/3$ 相変換部2は、3相交流モータMの基本波電流の位相 θ_e に基づいて、 d 軸と q 軸の電圧指令値 v_d^* 、 v_q^* を3相交流電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換する。

40

【0012】

加算器15、16、17は、 $dq/3$ 相変換部2で変換された3相交流電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* と、後述する $dqh/3$ 相変換部9で変換された3相交流電圧指令値 v_u' 、 v_v' 、 v_w' とをそれぞれ加算して、加算結果を電力変換部4に出力する。電力変換部4は、IGBTなどの電力変換素子により、加算器15、16、17で加算した電圧指令値にしたがって、バッテリーなどの直流電源（不図示）の直流電圧をスイッチングし、3相交流電圧 U 、 V 、 W を3相交流モータMに印加する。

【0013】

3相交流モータMは、永久磁石同期モータであって、内部埋め込み磁石構造のロータと、集中巻構造のステータとを備えたIPMモータである。エンコーダPSは、3相交流モータ

50

タMに連結され、モータMの回転位置 θ_m を検出する。位相速度演算部10は、エンコーダPSからの回転位置信号 θ_m に基づいて、基本波電流の位相 θ_e を演算するとともに、基本波電流の位相 θ_e に基づいて、 $dq/dhqh$ 座標変換を行うための位相 θ_{eh} を演算する。位相 θ_{eh} は、 dq 軸での高調波の次数を k とすると、次式(1)により求められる。

$$\theta_{eh} = k\theta_e \quad \dots (1)$$

【0014】

図2は、高調波電流の3相交流座標における次数 m と dq 軸座標における次数 k との関係を示す表である。例えば、3相交流座標にて5次高調波電流を dq 座標系に変換した場合、 $k = -6 (= -5 - 1)$ より、 -6 次高調波電流となる。また、3相交流座標にて7次高調波電流を dq 座標系に変換した場合、 $k = 6 (= 7 - 1)$ より、6次高調波電流となる。

【0015】

電流センサ20、21は、3相交流モータMのU相とV相の実電流 i_u 、 i_v を検出する。3相/ dq 変換部5は、基本波電流位相 θ_e に基づいて、3相交流モータMの実電流 i_u 、 i_v 、 $i_w (= -i_u - i_v)$ を d 軸と q 軸の実電流 i_d 、 i_q へ変換する。

【0016】

高調波電流制御回路200は、ハイパス・フィルタ6、 $dq/dhqh$ 変換部7、PI- dqh 電流制御器8、 $dqh/3$ 相変換部9、および、減算器18、19を備えている。ハイパス・フィルタ6は、 d 軸、 q 軸の実電流 i_d 、 i_q にフィルタ処理を施して高周波成分を抽出する。 $dq/dhqh$ 変換部7は、上述した基本波電流制御回路のみでモータ電流 i_u 、 i_v 、 i_w を制御した場合に発生する所定次数の高調波成分の周波数で回転する直交座標系(高調波座標系) dqh を有し、 d 軸、 q 軸の実電流 i_d 、 i_q の高周波成分をそれぞれ、高調波座標系 dqh の実電流 i_{dh} 、 i_{qh} に変換する。

【0017】

減算器18、19は、 dh 軸の実電流 i_{dh} 、 qh 軸の実電流 i_{qh} と、電流指令値 i_{dh}^* 、 i_{qh}^* との差をそれぞれ算出する。PI- dqh 電流制御器8は、減算器18、19によって減算された結果に基づいて、 dh 軸と qh 軸の高調波電圧指令値 v_{dh}^* 、 v_{qh}^* を演算する。 $dhdq/3$ 相変換部9は、 dh 軸高調波電圧指令値 v_{dh}^* および qh 軸高調波電圧指令値 v_{qh}^* をそれぞれ3相交流電圧指令値 $v_{u'}$ 、 $v_{v'}$ 、 $v_{w'}$ に変換する。 $dhdq/3$ 相変換部9で変換された3相交流電圧指令値 $v_{u'}$ 、 $v_{v'}$ 、 $v_{w'}$ は、加算器15、16、17にそれぞれ出力される。

【0018】

このように、基本波電流制御回路100に加えて、高調波電流制御回路200を用いることにより、モータMの高調波電流を応答性良く制御することができる。図1に示すモータ制御装置では、高調波電流制御回路を1つしか用いてないが、複数の次数の高調波電流を制御する場合には、複数の次数ごとに高調波電流制御回路を追加すればよい。

【0019】

ートルクリプルを低減する高調波電流指令値の算出方法ー
永久磁石同期モータのトルク T_e は、一般的に次式(2)で表される。

$$T_e = P(\phi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad \dots (2)$$

ここで、 P は極対数、 ϕ は永久磁石による電機子鎖交磁束、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンスを表している。

【0020】

図3は、電機子鎖交磁束に高調波成分を含む場合のモータMの誘起電圧を示す図である。

10

20

40

50

このように、電機子鎖交磁束 ϕ に高調波成分が含まれる場合や、モータの d 軸、 q 軸電流にリプルが含まれる場合には、モータトルク T_e にリプルを生じることになる。車両の駆動モータにおいて、モータのトルクリプルは車両に振動を生じさせる要因になるため、乗員に不快感を与えることになる。従って、モータのトルクリプルを低減することが重要となる。

【0021】

永久磁石による電機子鎖交磁束 ϕ に高調波成分が含まれる場合のトルクについて考えると、例えば、電機子鎖交磁束の5次高調波によるモータトルク T_{h5} は次式(3)にて表される。

$$T_{h5} = -P\phi_5 i_{qh5} \quad \dots (3)$$

ただし、 ϕ_5 は電機子鎖交磁束の5次成分を表し、 i_{qh5} は、電機子鎖交磁束の5次高調波に同期して回転する $d_h q_h$ 座標での q_h 電流を表している。同様に、電機子鎖交磁束の7次高調波によるモータトルク T_{h7} は、次式(4)で表される。

$$T_{h7} = P\phi_7 i_{qh7} \quad \dots (4)$$

ただし、 ϕ_7 は電機子鎖交磁束の7次成分を表し、 i_{qh7} は、電機子鎖交磁束の7次高調波に同期して回転する $d_h q_h$ 座標での q_h 電流を表している。

【0022】

これら電機子鎖交磁束の高調波成分とモータの基本波電流では、トルクリプルを生じうる。電機子鎖交磁束の5次成分 ϕ_5 と基本波電流によるトルクリプルについて考察するため、式(3)の q_h 軸におけるモータ基本波電流を i_{qh5k} で表すと、リプルも含めたトルク T_{h5} は次式(5)によって表される。

$$T_{h5} = -P\phi_5 (i_{qh5} + i_{qh5k}) \quad \dots (5)$$

【0023】

同様に、式(4)の q_h 軸におけるモータの基本波電流を i_{qh7k} で表すと、電機子鎖交磁束の7次成分 ϕ_7 と基本波電流によるトルクリプルも含めたトルク T_{h7} は次式(6)によって表される。

$$T_{h7} = P\phi_7 (i_{qh7} + i_{qh7k}) \quad \dots (6)$$

【0024】

ここで、 i_{qh5k} と i_{qh7k} は、 d 軸、 q 軸電流 i_d 、 i_q を次式(7)、(8)により、それぞれ $d_h q_h$ 座標へ座標変換することにより得られる。

$$i_{qh5k} = -i_d \sin \theta_{h5} + i_q \cos \theta_{h5} \quad \dots (7)$$

$$i_{qh7k} = -i_d \sin \theta_{h7} + i_q \cos \theta_{h7} \quad \dots (8)$$

【0025】

上述した3相交流電流の高調波次数(m)とdq座標における次数(k)との関係(図2)から、 $\theta_{h7} = -\theta_{h5}$ の関係が成り立つので、式(8)は θ_{h5} を用いて次式(9)のように表せる。

$$i_{qh7k} = i_d \sin \theta_{h5} + i_q \cos \theta_{h5} \quad \dots (9)$$

【0026】

式(7)を式(5)に代入すると、次式(10)が得られる。

$$T_{h5} = -P\phi_5(i_{qh5} - i_d \sin \theta_{h5} + i_q \cos \theta_{h5}) \quad \dots (10)$$

また、式(9)を式(6)に代入すると、次式(11)が得られる。

$$T_{h7} = P\phi_7(i_{qh7} + i_d \sin \theta_{h5} + i_q \cos \theta_{h5}) \quad \dots (11)$$

得られた式(10)と式(11)で表されるトルクリプル成分のみを加算すると、トルクリプル T_{hr} は、次式(12)で表される。

20

$$T_{hr} = P((\phi_5 + \phi_7)i_d \sin \theta_{h5} + (-\phi_5 + \phi_7)i_q \cos \theta_{h5}) \quad \dots (12)$$

式(12)で表されるトルクリプル T_{hr} は、永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分と基本波電流によって生じるトルクリプルである。

【0027】

式(12)で表されるトルクリプルを低減するための高調波電流指令値を算出する方法について説明する。式(2)における ϕ が電機子鎖交磁束の基本波成分を表すとし、 L_d 、 L_q がインダクタンスの基本波成分を表しているとする、d軸、q軸電流にd軸高調波成分 i_{dk} とq軸高調波成分 i_{qk} が含まれる場合のトルクは、次式(13)にて表される。

30

$$T_e = P(\phi(i_q + i_{qk}) + (L_d - L_q)(i_q + i_{qk})(i_d + i_{dk})) \quad \dots (13)$$

【0028】

式(13)において、トルクリプルとして現れる項は、電機子鎖交磁束の基本波成分とd軸、q軸電流の高調波成分の積であるから、トルクリプルを式(14)として表すことができる。

40

$$T_{er} = P(\phi i_{qk} + (L_d - L_q)(i_q i_{dk} + i_d i_{qk} + i_{dk} i_{qk})) \quad \dots (14)$$

【0029】

5次高調波電流を制御する際に、dq座標系における i_{dh5} 、 i_{qh5} を制御する場合、dq座標におけるd軸高調波電流 i_{dk} 、q軸高調波電流 i_{qk} は次の座標変換式(15)により、 i_{dh5} 、 i_{qh5} を用いて表すことができる。

$$\begin{bmatrix} i_{dk} \\ i_{qk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{h5} & -\sin \theta_{h5} \\ \sin \theta_{h5} & \cos \theta_{h5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh5} \\ i_{qh5} \end{bmatrix} \quad \dots (15)$$

【0030】

d軸高調波電流 i_{dk} , q軸高調波電流 i_{qk} を $d h q h$ 座標系における i_{dh5} , i_{qh5} を用いて表せば (式 (15))、トルク式 (14) は次式 (16) にて表すことができる。

10

$$T_{er} = P \left\{ (i_{dh5} \sin \theta_{h5} + i_{qh5} \cos \theta_{h5}) + (L_d - L_q) \left\{ (i_d i_{dh5} - i_{qh5} i_q) \sin \theta_{h5} + (i_q i_{dh5} + i_{qh5} i_d) \cos \theta_{h5} + \frac{1}{2} (i_{dh5}^2 - i_{qh5}^2) \sin 2\theta_{h5} + i_{dh5} i_{qh5} \cos 2\theta_{h5} \right\} \right\} \quad \dots (16)$$

ここで、位相が θ_{h5} の項のみを表せば、次式 (17) が得られる。

$$T_{er} = P \left\{ (\phi i_{dh5} + (L_d - L_q) i_d i_{dh5} - i_{qh5} i_q) \sin \theta_{h5} + (\phi i_{qh5} + (L_d - L_q) i_q i_{dh5} + i_{qh5} i_d) \cos \theta_{h5} \right\} \quad \dots (17)$$

【0031】

式 (17) にて示される、5次高調波電流と電機子鎖交磁束 ϕ とインダクタンス L_d , L_q によるトルクを発生させて、前述の式 (12) で生じるトルクリプルを低減させる。すなわち、式 (12) と式 (17) のトルクを加算し、 \sin 項と \cos 項の係数が0となる時、式 (12) のトルクリプルを0にすることができる。この条件から、次の連立方程式 (18) , (19) を導くことができる。

$$(\phi i_{dh5} + \phi_5 i_d + \phi_7 i_q) + (L_d - L_q) (i_d i_{dh5} - i_{qh5} i_q) = 0 \quad \dots (18)$$

$$(\phi i_{qh5} - \phi_5 i_q + \phi_7 i_d) + (L_d - L_q) (i_q i_{dh5} + i_{qh5} i_d) = 0 \quad \dots (19)$$

【0032】

式 (18) , (19) の連立方程式を i_{dh5} , i_{qh5} について解くと、次式 (20) , (21) が得られる。

40

$$i_{dh5} = \frac{-AM_1 - BM_2}{A^2 + B^2} \quad \dots (20)$$

$$i_{qh5} = \frac{BM_1 - AM_2}{A^2 + B^2} \quad \dots (21)$$

ただし、

$$\begin{aligned} A &= \phi + (L_d - L_q) i_d & M_1 &= \phi_5 i_d + \phi_7 i_d \\ B &= (L_d - L_q) i_q & M_2 &= -\phi_5 i_q + \phi_7 i_q \end{aligned}$$

【0033】

式(20)、(21)で表される高調波電流は、dq座標系における基本波電流と永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分とに起因するトルクリプル T_{hr} (式(12))と逆位相のトルクを生じさせる高調波電流である。すなわち、式(20)、(21)により得られた i_{dh5} 、 i_{qh5} をdq座標系における高調波電流指令値 i_{dh5}^* 、 i_{qh5}^* として高調波電流制御を行ってトルクを発生させれば、モータの回路に外乱が加わる場合、モータMのd軸、q軸基本波電流の変化やモータMの回転速度の変化があるような場合でも、式(12)で表されるトルクリプルを低減することができる。

【0034】

図4は、図1に示すモータ制御装置の構成に、トルクリプル T_{hr} を演算するためのトルクリプル演算部25と、トルクリプル低減高調波電流指令値生成器26とを加えた一実施の形態のモータ制御装置の構成を示す図である。トルクリプル演算部25は、永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分とともに、d軸電流 i_d としてd軸電流指令値 i_d^* を用い、q軸電流 i_q としてq軸電流指令値 i_q^* を用いて、式(12)より、dq座標系における基本波電流とモータMの永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分によって生じるトルクリプル T_{hr} を演算する。トルクリプル低減高調波電流指令値生成器26は、トルクリプル演算部25で演算されたトルクリプル T_{hr} を低減する高調波電流指令値を、永久磁石による電機子鎖交磁束の基本波成分 ϕ と高調波成分 ϕ_5 、 ϕ_7 と、モータMのd軸インダクタンスの基本波成分 L_d とq軸インダクタンスの基本波成分 L_q とを用いて演算する。すなわち、トルクリプル低減高調波電流指令値生成器26は、トルクリプル演算部25で演算されたトルクリプル T_{hr} と逆位相のトルクを発生させる高調波電流指令値を演算することにより、モータMのトルクリプルを低減させる。

【0035】

第1の実施の形態におけるモータ制御装置によれば、dq座標系における基本波電流と、モータMの永久磁石による電機子鎖交磁束の基本波成分および高調波成分と、モータMのd軸インダクタンスの基本波成分およびq軸インダクタンスの基本波成分とに基づいて、トルクリプルを低減する高調波電流指令値を生成する。この高調波電流指令値に基づいて、高調波電流に同期して回転する直交座標系でモータMの高調波電流を制御してトルクを発生させるので、モータMの回路に加わる外乱が存在する場合や、dq軸電流やモータMの回転速度が変化する場合でも、モータMのトルクリプルを低減することができる。

【0036】

トルクリプル演算部25は、dq座標系における基本波電流と、永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分の値とに基づいて、dq座標系における基本波電流と永久磁石による電機子鎖交磁束の高調波成分とによって生じるトルクリプルを演算し、トルクリプル低減高調波電流指令値生成器26は、トルクリプル演算部25にて演算されたトルクリプルと逆位相のトルクを生じさせる高調波電流指令値を演算するので、効果的にモータMのトルクリプルを低減することができる。

【0037】

特に、永久磁石による電機子鎖交磁束の5次成分と7次成分とによって生じるトルクリプルを演算し、このトルクリプルと逆位相のトルクを生じさせる高調波電流指令値を演算することにより、モータMの永久磁石による電機子鎖交磁束の5次成分と7次成分に起因するトルクリプルを低減することができる。

【0038】

—第2の実施の形態—

図5は、第2の実施の形態におけるモータ制御装置の構成を示す図である。第2の実施の形態のモータ制御装置では、トルクリプル演算部25は備えておらず、トルクリプル低減高調波電流指令値生成器26aが式(20)、(21)を用いて直接、高調波電流指令値 i_{dh5*} 、 i_{qh5*} を算出する。この場合、第1の実施の形態におけるモータ制御装置に比べて、少ない演算量にて高調波電流指令値を演算することができる。

【0039】

—第3の実施の形態—

図6は、第3の実施の形態におけるモータ制御装置の構成を示す図である。第3の実施の形態のモータ制御装置では、第2の実施の形態におけるモータ制御装置と同様に、トルクリプル低減高調波電流指令値生成器26bが式(20)、(21)を用いて、高調波電流指令値 i_{dh5*} 、 i_{qh5*} を算出する。ただし、d軸、q軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* の代わりに実電流 i_d 、 i_q を用いるので、d軸、q軸電流指令値に対する応答遅れの影響を受けずに、高調波電流指令値を演算することができる。

【0040】

図7は、一般的なベクトル制御におけるモータトルクAと、第3の実施の形態におけるモータ制御装置により制御されたモータトルクBとをそれぞれ示す図である。図7から明らかなように、第3の実施の形態におけるモータ制御装置によりモータMのトルクリプルを低減することができる。なお、第1および第2の実施の形態におけるモータ制御装置を用いても、同様にモータMのトルクリプルを低減することができる。

【0041】

本発明は、上述した一実施の形態に限定されることはない。例えば、3相交流モータMとして、IPMモータを用いたが、モータインダクタンスが $L_d = L_q$ の関係を有するSPMモータを用いることもできる。この場合には、 $L_d = L_q$ より、式(20)、(21)におけるA、Bは、それぞれ $A = \phi$ 、 $B = 0$ となるので、モータインダクタンスの基本波成分を用いずにトルクリプルを低減する高調波指令値を求めることができる。

【0042】

また、上述した実施の形態では、モータMの永久磁石による電機子鎖交磁束の5次成分と7次成分に起因するトルクリプルを低減する方法について説明したが、5次および7次以外の高調波成分に起因するトルクリプルについても、同様の方法により低減することもできる。

【0043】

特許請求の範囲の構成要素と第1の実施の形態の構成要素との対応関係は次の通りである。すなわち、基本波電流制御回路100が基本波電流制御手段を、高調波電流制御回路200が高調波電流制御手段を、トルクリプル演算部25がトルクリプル演算手段を、トルクリプル演算部25およびトルクリプル低減高調波電流指令値生成器26が高調波電流指令値演算手段をそれぞれ構成する。なお、本発明の特徴的な機能を損なわない限り、各構成要素は上記構成に限定されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【図1】基本波電流制御回路と高調波電流制御回路とを備えたモータ制御装置の構成を示す図

【図2】高調波電流の3相交流座標系における次数mと、dq軸座標系における次数kとの関係を示す表

【図3】電機子鎖交磁束に高調波を含む場合のモータMの誘起電圧を示す図

【図4】第1の実施の形態におけるモータ制御装置の構成を示す図

【図5】第2の実施の形態におけるモータ制御装置の構成を示す図

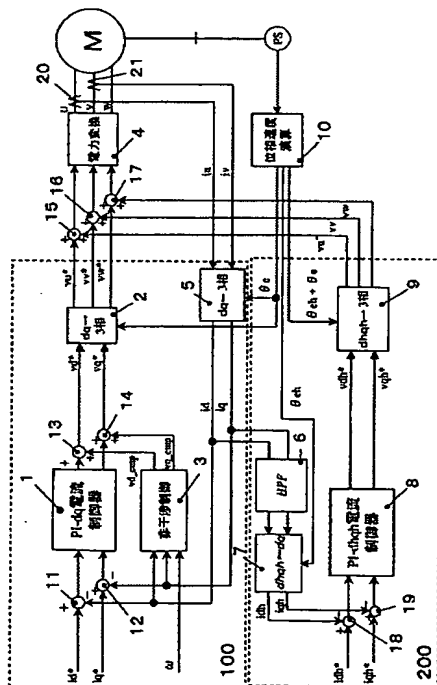
【図6】第3の実施の形態におけるモータ制御装置の構成を示す図

【図7】一般的なベクトル制御におけるモータトルクと、第3の実施の形態におけるモータ制御装置により制御されたモータトルクとを示す図

【符号の説明】

1…PI-dq電流制御器、2…dq/3相変換部、3…非干渉制御部、4…電力変換部、5…3相/dq変換部、6…ハイパスフィルタ、7…dq/dhqh変換部、8…PI-dq電流制御器、9…dhqh/3相変換部、10…位相速度演算部、11, 12, 18, 19…減算器、13, 14, 15, 16, 17…加算器、20, 21…電流センサ、25…トルクリプル演算部、26, 26a, 26b…トルクリプル低減高調波電流指令値生成器、100…基本波電流制御回路、200…高調波電流制御回路、PS…エンコーダ、M…永久磁石同期モータ

【図1】



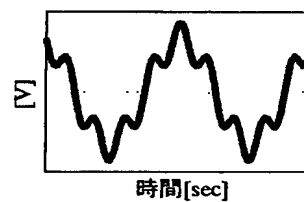
【図1】

【図2】

3相交流での 次数	dq座標での 次数 k
$m=1,4,7,\dots$	$k = m-1$
$m=2,5,8,\dots$	$k = -m-1$

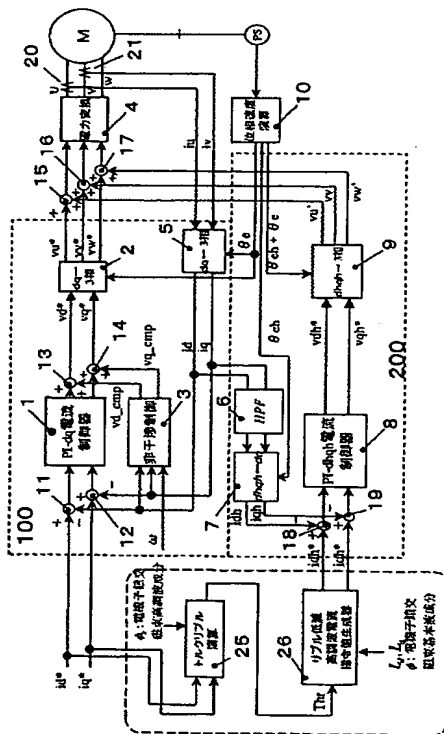
【図2】

【図3】



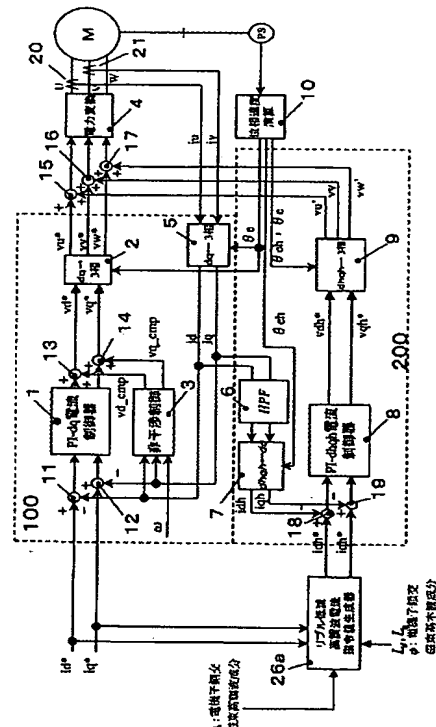
【図3】

【図4】



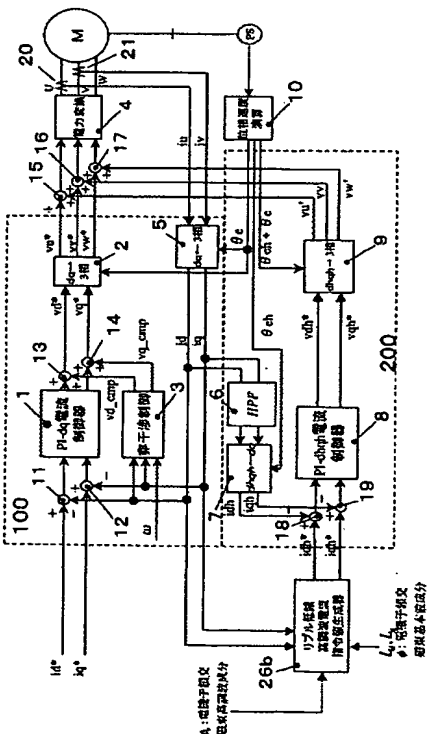
【図4】

【図5】



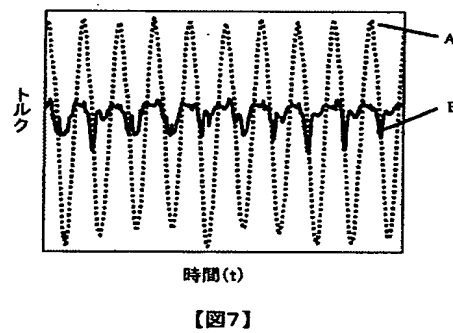
【図5】

【図6】



【図6】

【図7】



【図7】